

# Method for detection and compensation of eddy currents

Publication number: CN100534387 (C)

Publication date: 2009-09-02

Inventor(s): NIEMINEN JOHN M, KIRSCH STEFAN R

Applicant(s): NORTHERN DIGITAL INC [CA] +

Classification:

- International: A61B5/06; G01N27/90; G01R33/565; A61B5/06; G01N27/90; G01R33/54

- European:

Application number: CN20048009830 20040419

Priority number(s): US20030463576P 20030417

Also published as:

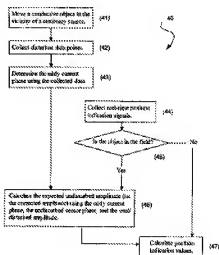
CN1774202 (A)  
WO2004091391 (A1)  
KR20060023960 (A)  
JP20060523473 (T)  
EP2052681 (A2)

more >>

Abstract not available for CN 100534387 (C)

Abstract of corresponding document: WO 2004091391 (A1)

A distortion compensation method includes determining an undisturbed phase for at least one of a first position indication signal and a second position indication signal. The method includes determining an undisturbed ratio that relates the amplitude of the first position indication signal at a first frequency to the amplitude of the second position indication signal at a second frequency. The method also includes determining a disturbed amplitude of the position indication signal and adjusting a position indication based on the disturbed amplitude and phase, the undisturbed amplitude ratio, and the undisturbed phase. The method further comprises determining a relationship between the eddy current phase of the first position indication signal and the second position indication signal.



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200480009830.5

[51] Int. Cl.

A61B 5/06 (2006.01)

G01N 27/90 (2006.01)

G01R 33/565 (2006.01)

[45] 授权公告日 2009 年 9 月 2 日

[11] 授权公告号 CN 100534387C

[22] 申请日 2004.4.19

[21] 申请号 200480009830.5

[30] 优先权

[32] 2003.4.17 [33] US [31] 60/463,576

[86] 国际申请 PCT/CA2004/000587 2004.4.19

[87] 国际公布 WO2004/091391 英 2004.10.28

[85] 进入国家阶段日期 2005.10.12

[73] 专利权人 北方数字化技术公司

地址 加拿大安大略省

[72] 发明人 约翰·M·涅米宁

斯特凡·R·基尔希

[56] 参考文献

EP1203560A2 2002.5.8

EP0228056A2 1987.7.8

审查员 李 闻

[74] 专利代理机构 隆天国际知识产权代理有限公司

代理人 郑小军 张浴月

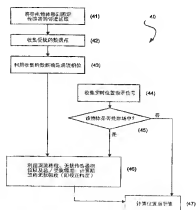
权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 11 页

[54] 发明名称

检测和补偿涡流的方法

[57] 摘要

失真补偿方法包括确定第一位置指示信号和第二位置指示信号中之一的无扰相位。该方法包括确定第一频率处的第一位置指示信号的幅度与第二频率下的第二位置指示信号的幅度的无扰幅度比值。该方法还包括确定位置指示信号的受扰幅度，并根据受扰幅度和受扰相位、无扰幅度比值以及无扰相位来调整位置指示。该方法还包括确定第一位置指示信号和第二位置指示信号的涡流相位间的关系。



1. 一种失真补偿方法, 包括:

确定第一位置指示信号和第二位置指示信号中的至少一个的无扰相位;

确定第一频率下的第一位置指示信号的幅度与第二频率下的第二位置指示信号的幅度的无扰幅度比值;

确定位置指示信号的受扰幅度和受扰相位; 以及

根据受扰幅度和受扰相位、无扰幅度比值和无扰相位, 调整位置指示信号。

2. 如权利要求1所述的方法, 还包括在调整位置指示信号之前, 计算第一位置指示信号的涡流相位和第二位置指示信号的涡流相位间的关系。

3. 如权利要求1所述的方法, 还包括:

确定第一或第二位置指示信号的幅度与第三频率下的第三位置指示信号的幅度的第二无扰幅度比值, 以及

根据第二无扰幅度比值进一步调整位置指示。

4. 如权利要求1所述的方法, 其中第一频率是第二位置指示信号的上次谐波, 而第二频率是第一位置指示信号的下次谐波。

5. 如权利要求4所述的方法, 其中上次谐波为基频。

6. 如权利要求4所述的方法, 其中下次谐波为三次谐波。

7. 如权利要求1所述的方法, 其中第一频率小于第二频率。

8. 如权利要求1所述的方法, 还包括在确定第一位置指示信号和第二位置指示信号中的至少一个的无扰相位之前, 利用多频波形产生多个频率。

9. 如权利要求8所述的方法, 其中该多频波形为线性调频波形。

10. 如权利要求1所述的方法, 其中所选择的第一频率和第二频率是谐波相关的。

11. 如权利要求1所述的方法, 其中对多个位置指示信号重复该失真补偿方法。

12. 如权利要求1所述的方法, 还包括检测导电物体中涡流的存在。

13. 如权利要求12所述的方法, 其中对涡流的存在检测包括监测第一位置指示信号的幅度与第二位置指示信号的幅度的比值。

14. 如权利要求12所述的方法, 其中对涡流的存在检测包括检测该无

扰相位的变化。

15. 如权利要求 1 所述的方法，其中对无扰相位的确定包括测量渐近相位值，并利用该渐近相位值计算无扰相位。

16. 如权利要求 15 所述的方法，其中对无扰相位的确定包括迭代计算相位值和调整用于计算无扰相位的渐近相位值。

17. 如权利要求 1 所述的方法，还包括在确定第一位置指示信号和第二位置指示信号中的至少一个的无扰相位之前，从传感器接收第一和第二位置指示信号的实部和虚部。

## 检测和补偿涡流的方法

本申请要求 2003 年 4 月 17 日提交的美国临时申请 No.60/463,576 的权益。

### 背景技术

磁跟踪系统适用于各种应用，例如图像引导医疗应用、放射治疗（例如肿瘤跟踪）、其他医疗诊断和治疗设备、生物工程学和人体运动研究（ergonomics and human motion research）、动画制作（animation）（例如动作捕捉）以及工业测量。磁跟踪系统附近存在的导电物体会降低系统的性能。导电物体内感应产生的涡流会干扰传感器的位置指示，并导致不准确的位置和/或方向信息。

### 发明内容

在本发明的一个方案，提供了一种失真补偿方法，其包括确定第一位置指示信号和第二位置指示信号中的至少一个的无扰相位。该方法包括确定第一频率下的第一位置指示信号的幅度与第二频率下的第二位置指示信号的幅度的无扰幅度比值。该方法还包括确定位置指示信号的受扰幅度，以及根据受扰幅度和受扰相位、无扰幅度比值和无扰相位来调整位置指示。该方法还包括确定第一位置指示信号和第二位置指示信号的涡流相位间的关系。

在本发明的另一方案，提供了一种用于检测导电物体的存在的方法，其包括确定磁跟踪系统的特征频率函数，并测量受扰频率函数。该方法还包括根据特征无扰频率函数和受扰频率函数计算卡方值，以及监测该卡方值以检测能指示导电物体的存在的变化。

在本发明的又一方案，提供了一种方法，其包括测量导电物体的特征，并根据所定义的特征确定涡流相位。该方法还包括测量受扰幅度，以及根据涡流相位、无扰传感器相位以及受扰幅度计算无扰（即校正后的）幅度。

上述各方面的实施例可总结为一个或多个下述特征。

可将第二无扰幅度比值确定为第一或第二位置指示信号的幅度与第三频率下的第三位置指示信号的幅度的比值。能够确定第一或第二位置指示信号与第三位置指示信号的涡流相位之间的关系，从而调整位置指示。

第一频率是第二位置指示信号的上次谐波 (superior harmonic)，而第二频率是第一位置指示信号的下次谐波 (subordinate harmonic)。例如上次谐波可为基频，而下次谐波可为三次谐波。在某些实施例中，第一频率小于第二频率。第一频率和第二频率是谐波相关的。通过例如线性调频波形 (chirped waveform) 可产生多个频率。本发明的其他方案可包括从传感器接收第一和第二位置指示信号的实部和虚部。

对于多个位置指示信号可重复该失真补偿方法。该方法可用于检测导电物体中的涡流的存在。对涡流的存在检测包括监测第一位置指示信号的幅度与第二位置指示信号的幅度的比值。在另一实施例中，对涡流的存在检测包括检测无扰相位的变化。在另一实施例中，对涡流的存在检测包括检测位置指示信号的无扰的实部和虚部的特征的变化。

确定无扰相位包括测量渐近相位值并利用渐近相位值计算无扰相位。确定无扰相位可以替换为或者还包括迭代计算相位值并调整渐近相位值。计算涡流相位包括利用数值方法 (numerical method) 求解一组方程或者利用封闭解 (closed form solution) 求解一组方程。

在某些实例中，该方法包括监测多个位置指示信号的卡方值。该方法还包括为卡方值设置阈值以指示不同程度的失真。对位置指示信号的卡方值的变化检测能够指示导电物体的存在。在特定频率范围 (例如中频范围、低频范围或高频范围) 内对卡方值的变化检测能够指示特定类型的导电物体的存在。

其他优点有，涡流补偿可以实时确定涡流相位和幅度。该方法提供对位置指示的补偿以抵消导电物体产生的涡流。

其他优点有，在某些实施例中，使用多个场发生器线圈将有利于提供增强的灵敏度和冗余备份。由于与一个或多个场发生器和/或传感器线圈耦合，使得存在的导电物体可能引起信号干扰。

## 附图说明

图 1 是坐标测量系统的框图；

图 2 是包括无扰矢量、受扰矢量及涡流矢量的矢量图；

图 3 是信号补偿过程的流程图；

图 4 示出了当不锈钢环移动到图 1 的系统附近时的实验结果，这些实验结果用于确定  $\phi_e$ ；

图 5 示出了当用不锈钢环干扰静止的传感器的信号时，三次和五次谐波的  $\kappa$  的实验值；

图 6 示出了  $\kappa(\omega)$  的实验值， $\kappa(\omega)$  是受到不锈钢环干扰的传感器的频率函数；

图 7 是确定渐近的不扰相位的过程的流程图；

图 8 示出了涡流补偿的实验结果；

图 9 示出了涡流补偿的实验结果；

图 10 是根据卡方值确定干扰是否存在的过程的流程图；

图 11 是信号补偿过程的流程图。

## 具体实施方式

参考图 1，坐标测量系统 10 包括具有一个或多个传感器 16 的磁跟踪系统 14。由于在传感器 16 和/或场发生器 12 中或附近存在的导电材料引起了涡流，使得磁跟踪系统（也称为坐标测量系统）容易失真（也称为干扰）。导电材料的实例包括金属（例如不锈钢）、碳纤维以及某些导电塑料。产生涡流的电磁耦合取决于传播的 AC 磁场的频率。此外，涡流相对于产生磁场的磁跟踪器源驱动电流（source drive current）存在相移。

为了准确地提供位置指示，磁跟踪系统包括场发生器 12，其产生具有两个或更多频率成分的输入信号。这些频率成分中的最低频率称为基频。例如，典型的基频可以是 1000Hz。其他的频率成分可以是基频的谐波或是其他非谐波频率。通过输入信号而输入的波形的实例包括方波、三角波、锯齿波（例如斜坡）、正弦波、线性调频波（chirped wave）、各种多频波形或者上述波形的任何组合。

磁跟踪系统 14 附近存在的导电物体产生的涡流的特性取决于传播的 AC 磁场的激发频率与耦合。计算机系统 18 或其他计算单元分析在多个频率下

产生的位置指示信号。基于这些位置指示信号，计算机系统 18 计算涡流相位和幅度，并补偿位置指示以消除涡流导致的测量误差。

参考图 2，示出了无扰矢量 31、受扰矢量或总矢量 32 以及涡流矢量 33 的图形表示 30。各矢量用幅度 ( $A$ ) 和相位 ( $\phi$ ) 表示。例如，无扰矢量 31 表示为无扰幅度 ( $A_U$ ) 34 和无扰相位 ( $\phi_U$ ) 35，受扰或总矢量 32 表示为受扰或总幅度 ( $A_T$ ) 36 和受扰或总相位 ( $\phi_T$ ) 37，以及涡流矢量 33 表示为涡流幅度 ( $A_E$ ) 38 和涡流相位 ( $\phi_E$ ) 39。受扰或总矢量 32 是无扰矢量 31 和涡流矢量 33 的矢量和。系统利用  $A_U$  的值计算位置指示。这是因为用于位置量测 (fit) 的基本场模型基于无扰场。

参考图 3，示出了对受扰信号提供补偿的过程 40。可计算涡流幅度和相位并将其从受扰矢量 32 中去除，仅剩下无扰矢量 31。过程包括两个阶段。在第一阶段 (步骤 41、42 和 43) 中，通过将给定导电物体置入场中 (步骤 41) 并收集受扰信号测量值 (步骤 42) 来定义导电物体的特征。在定义导电物体的特征时， $A_U$  和  $\phi_U$  为已知值，并可与受扰数据一起用于确定涡流相位 (步骤 43)。下面给出步骤 43 的具体描述。过程 40 的第二阶段 (步骤 44、45、46 和 47) 是在实时收集位置指示信号期间进行涡流补偿 (步骤 44)。如果已知该定义了特征的导电物体处于场中，则将步骤 43 的涡流相位 ( $\phi_E$ ) 和步骤 44 的位置指示信号用作向补偿程序的输入量 (步骤 45)。否则，不需要补偿，并且过程直接进行到步骤 47。下面给出补偿程序的具体描述。

参考图 4，曲线图 56 显示了当不锈钢环在传感器附近随机移动时静止的传感器的结果。曲线图 56 示出了总传感器信号 (实心圆 58) 和无扰矢量 57 的实部和虚部。这些结果示出了对于选择的不锈钢环而言  $\phi_E$  是常量。通常，对于具有简单几何形状的导电物体而言， $\phi_E$  是取决于场发生器的驱动频率的常量。

可将受扰/总信号的实部和虚部表示为如下形式：

$$x = \text{Re}_T = A_U \cos(\phi_U) + A_E \cos(\phi_U + \phi_E) \quad (1)$$

$$y = \text{Im}_T = A_U \sin(\phi_U) + A_E \sin(\phi_U + \phi_E) \quad (2)$$

利用受扰/总信号的实部和虚部可计算卡方 ( $\chi^2$ ) 值。为了计算卡方值，由方程 (1) 解出  $A_E$  并将其代入方程 (2)。对卡方值进行如下定义：



$$\chi^2 = \sum_{j=1}^N \left( \frac{y_j - \gamma(x_j; \phi_E)}{\sigma} \right)^2 \quad (3)$$

$$\chi^2 = \sum_{j=1}^N \left( \frac{\gamma_j - [A_U \sin \phi_U + (x_j - A_U \cos \phi_U) \tan(\phi_U + \phi_E)]}{\sigma} \right)^2 \quad (4)$$

在方程(3)和方程(4)中,为了简化起见,将测量偏差 $\sigma_j$ 设为 $\sigma$ ,  $N$ 为所收集的点的总数。为确定涡流,如方程(5-9)所示,计算卡方值的导数并将其用于确定最小化条件(minimizing condition)。

$$\frac{\partial \chi^2}{\partial \phi_E} = 0 \quad (5)$$

将 $\chi^2$ 方程代入,求导数,解出 $\tan(\phi_U + \phi_E)$ ,从而得到如下方程:

$$\tan \gamma = \frac{\sum_{j=1}^N (y_j - \alpha)(x_j - \beta)}{\sum_{j=1}^N (x_j - \beta)^2} \quad (6)$$

其中

$$\gamma = \phi_U + \phi_E \quad (7)$$

$$\alpha = A_U \sin \phi_U \quad (8)$$

$$\beta = A_U \cos \phi_U \quad (9)$$

由于磁跟踪系统通常包括多个(例如 4、8、10 个)场发生器线圈,利用从多个线圈同时收集的数据将有利于计算 $\phi_E$ 。然而,当从多个线圈收集数据时,可能不存在如上所示的封闭解。如果封闭解不存在(或不容易得到),则可利用数值方法求解方程。例如,可利用 Levenberg-Marquardt 方法求解方程。

在上述实例的情况下,对于简单物体而言,涡流相位( $\phi_E$ )为常量。然而,对于更复杂的物体,涡流相位( $\phi_E$ )可能不是常量。复杂物体的涡流相位( $\phi_E$ )通常随引起失真的物体(distorter)的位置及方向而变化。在涡流相位变化的情况下,系统采用在不同频率下的涡流相位的比值,如下面的方程(10-14)所描述。

可根据引起失真的物体的电感和阻抗写出关于传感器相位的涡流相位 ( $\phi_E$ )。物体的电感和阻抗是物质常量,通常不会取决于频率。涡流相位可表示为如下形式:

$$\phi_E(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad (10)$$

其中  $\omega$  是角频率 (即  $\omega = 2\pi f$ )。给定谐波频率的涡流相位根据谐波指数而关联于基频的涡流相位,其中谐波指数 ( $i$ ) 等于 1、2、3、 $\dots$ 、 $N$ 。作为谐波函数的涡流相位可表示为如下形式:

$$\phi_{Ei} = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\omega_i L}{R}\right) \quad (11)$$

其中谐波的角频率定义为基波 (fundamental harmonic) 值乘以谐波指数,或者

$$\omega_i = i\omega_1 \quad (12)$$

更高次谐波的涡流相位可利用如下比值而关联于一次谐波的涡流相位:

$$\kappa_i = \frac{\tan\left(\frac{\pi}{2} - \phi_{Ei}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{2} - \phi_{E1}\right)} = i \quad (13)$$

如图 5 所示,该表达式被实验性地验证。在图 5 中,绘制出对于  $i=3$  (实心圆 65) 和  $i=5$  (实心三角 63) 的实验值  $\kappa$ , 作为  $\Delta = |A_{r1} - A_{v1}|$  的函数。每个点表示不锈钢环的新位置。在数据收集的全部时间里传感器都是静止的。

两个信号的涡流相位的比值还可推导到任意一对谐波或非谐波频率。 $\kappa$  的这种连续形式可归一化到特定频率  $\omega_n$ , 并写为如下形式:

$$\kappa(\omega) = \frac{\tan\left(\frac{\pi}{2} - \phi_E\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{2} - \phi_{En}\right)} = \frac{\omega}{\omega_n} \quad (14)$$

如图 6 所示,该算法 (generalization) 可被实验性地验证。在图 6 中,将  $\kappa(\omega)$  的理论值 (以实线 59 表示) 和  $\kappa$  的实验值 (以实心圆 60 表示) 作为静止的传感器的  $\omega$  的函数而示出,其中静止的传感器的信号被不锈钢环所干扰。一旦不锈钢环处于适当的位置,就在数据收集的过程中 (即,在频率扫

描的过程中)使不锈钢环保持不动。 $\kappa$ 的实验值叠加在理论结果上,以验证方程(14)中所示的算法。下面描述基于不同(例如非谐波)频率的使用的进一步的概括。

当求解用于两个受扰矢量的一组方程时使用 $\kappa(\omega)$ 的值。在下面的实例中,补偿程序使用一次及三次谐波的矢量。然而,该理论可应用于任意一对或一组频率。基频(一次谐波)的实部和虚部表示为如下形式:

$$\text{Re}_{T1} = A_{T1} \cos(\phi_{T1}) = A_{U1} \cos(\phi_{U1}) + A_{E1} \cos(\phi_{U1} + \phi_{E1}) \quad (15)$$

$$\text{Im}_{T1} = A_{T1} \sin(\phi_{T1}) = A_{U1} \sin(\phi_{U1}) + A_{E1} \sin(\phi_{U1} + \phi_{E1}) \quad (16)$$

三次谐波的实部和虚部表示为如下形式:

$$\text{Re}_{T3} = A_{T3} \cos(\phi_{T3}) = A_{U3} \cos(\phi_{U3}) + A_{E3} \cos(\phi_{U3} + \phi_{E3}) \quad (17)$$

$$\text{Im}_{T3} = A_{T3} \sin(\phi_{T3}) = A_{U3} \sin(\phi_{U3}) + A_{E3} \sin(\phi_{U3} + \phi_{E3}) \quad (18)$$

各表达式(方程(15-18))的左手侧是在给定位置和方向处的总传感器信号。

基于上述表达式,为了实现补偿,必须输入各传感器信号的无扰相位。在此说明书中通常假定在整个测量量中 $\phi_{Uk}$ 是常量。然而,无扰相位可为传感器位置和方向(位姿)的函数。例如,与“期望的”较大的幅度值相比,传感器位姿(对于这些传感器位姿,信号幅度较小)具有不同的相位值(也称为渐近相位值)。因而,如果传感器位姿已知并且相位模型存在,则可知无扰相位具有较高的精确性。

如果传感器位姿未知,则迭代过程可使补偿过程从渐近相位值开始确定较大传感器信号的实际的无扰相位。每次迭代的解 $\phi_{Uk}$ 可用作涡流补偿算法的相位输入量。在定义系统特征时可确定无扰相位的渐近值。在一阶补偿方案中只使用渐近 $\phi_{Uk}$ 值。

参考图7,描述了用于测量受扰传感器的幅度和相位的过程61。利用受扰幅度和相位(步骤62),计算受扰传感器的幅度的补偿值(步骤64)。对此计算的输入量包括受扰幅度、受扰相位以及无扰渐近相位。过程40描述了可在步骤64中使用的补偿方法,下面描述另一补偿方法。使用校正幅度和相位值确定传感器的位置(步骤66)。如果在无扰场中存在传感器相位

的模型,则使用步骤 66 中计算所得的位置确定无扰相位的新的值(步骤 68)。该相位成为新的未失真的渐近相位。过程 61 确定是否符合位置量测收敛性判断标准(步骤 70)。如果符合该标准,则接受计算所得的位置,从而该过程输出位置指示信号(步骤 72)。如果不符合该标准,过程 61 返回,以用新的渐近相位计算补偿值。重复该过程,直到符合补偿标准为止(步骤 70)。

假设  $A_t$  和  $\phi_t$  为传感器信号的总幅度和相位,并且假设  $\phi_0$  为可在定义系统特征时确定的量,就可确定无扰幅度(即校正的)  $A_0$ 。在系统的使用期限内无扰相位可能偏移,但可利用迭代过程实时地重新确定或改进。

为进行信号的补偿需要当前讨论的无扰幅度比值  $F_i = A_{0i} / A_{01}$ , 其中  $i=1, 3, 5 \dots$ 。对于如矩形波或三角波的某些波形,可利用傅立叶分析确定  $F_i$  的值。然而,通常,传感器波形复杂,必须在定义系统特征时确定  $F_i$  的值。假设  $F_i$  的值不取决于传感器位置和/或方向(这可在定义系统特征时验证)。除测量的  $F_i$  值外,利用方程(13)计算的  $K_i$  的值(或利用方程(14)计算的  $\kappa(\omega)$ )表示出了基于一次谐波的涡流相位的高次谐波的涡流相位。

通过上述的算法,可根据四个未知量,即  $A_{01}$ 、 $A_{E1}$ 、 $A_{E3}$  和  $\phi_{E1}$  写出含有四个方程的方程组(如方程(15-18))。可使用数值方法求解该系统方程。在一个实例中,作为模型的输入量的数据包括总传感器信号的一次和三次谐波的实部和虚部。

图 8 和图 9 示出了从涡流补偿程序得到的图形表示实例。这些图中示出的结果是场发生器线圈,该场发生器线圈由具有约 3kHz 的基频和约 9kHz 的三次谐波的波形驱动。出现了高次谐波,但未在此补偿方案中使用。

在图 8 中,当大的不锈钢环移进场发生线圈和传感器的邻近区域时,静止的传感器 84 的信号强度受到干扰。实心圆 84 表示补偿前的信号,空心三角 86 表示补偿后的信号。

在图 9 中,当不锈钢板移进和移出场发生线圈和传感器的邻近区域时,静止的传感器的信号强度受到干扰。实心环 94 表示补偿前的信号,空心三角 96 表示补偿后的信号。

求解方程(15)到方程(18)表示的系统方程的另一方法是直接使用传感器信号的实部和虚部,如下所示:

$$\text{Re}_{T1} = \text{Re}_{U1} + \text{Re}_{E1} \quad (19)$$

$$\text{Im}_{T1} = \text{Im}_{U1} + \text{Im}_{E1} \quad (20)$$

$$\text{Re}_{T3} = \text{Re}_{U3} + \text{Re}_{E3} \quad (21)$$

$$\text{Im}_{T3} = \text{Im}_{U3} + \text{Im}_{E3} \quad (22)$$

$$\phi_{U1} = \arctan\left(\frac{\text{Im}_{U1}}{\text{Re}_{U1}}\right) \quad (23)$$

$$\phi_{U3} = \arctan\left(\frac{\text{Im}_{U3}}{\text{Re}_{U3}}\right) \quad (24)$$

$$F \equiv F_3 = \frac{\sqrt{\text{Re}_{U3}^2 + \text{Im}_{U3}^2}}{\sqrt{\text{Re}_{U1}^2 + \text{Im}_{U1}^2}} \quad (25)$$

$$K \equiv K_3 = \frac{\tan\left[\frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\text{Im}_{E3}}{\text{Re}_{E3}}\right) + \arctan\left(\frac{\text{Im}_{U3}}{\text{Re}_{U3}}\right)\right]}{\tan\left[\frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\text{Im}_{E1}}{\text{Re}_{E1}}\right) + \arctan\left(\frac{\text{Im}_{U1}}{\text{Re}_{U1}}\right)\right]} = 3 \quad (26)$$

可使用数值方法求解上面示出的方程组，但是存在封闭解并可使用。例如，在封闭解中，基波  $A_{U1}$  的幅度可表示为：

$$A_{U1} = \left| \text{Re}_{U1}' \right| = \left| -\frac{\kappa \text{Re}_{T1}' \text{Im}_{T3}' - \text{Re}_{T3}' \text{Im}_{T1}'}{F \text{Im}_{T1}' - \kappa \text{Im}_{T3}'} \right| \quad (27)$$

其中

$$\begin{pmatrix} \text{Re}_{Ti}' \\ \text{Im}_{Ti}' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \phi_{Ui} & \sin \phi_{Ui} \\ -\sin \phi_{Ui} & \cos \phi_{Ui} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{Re}_{Ti} \\ \text{Im}_{Ti} \end{pmatrix}; i=1,3 \quad (28)$$

尽管在上面的实例中将谐波频率用于进行信号补偿，但是也可将该过程推导到使用任意一对频率（谐波或非谐波频率）。

除了在上述的磁跟踪系统附近出现了导电物体而对位置指示信号提供补偿外，也可通过监测比值  $A_{T3}/A_{T1}$  和记录对  $F_3$  的偏差来检测导电物体的存在。

可选地，为了检测导电物体的存在，可以监测对大幅度信号的  $\phi_{U_i}$  的偏差，并认为相位变化与导电物体的存在相关。在另一方法中，监测在各频率下的实部和虚部。然后可以使用任意数目个数值技术来区分在无扰和受扰环境下

的实部和虚部。

如上所述,如方程(14)所示可推导出 $\kappa$ ,重复如下:

$$\kappa(\omega) = \frac{\tan\left(\frac{\pi}{2} - \phi_E\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{2} - \phi_{En}\right)} = \frac{\omega}{\omega_n} \quad (14)$$

也可重写为:

$$\kappa_{ij} = \kappa(\omega_i) = \frac{\omega_i}{\omega_j} \quad (29)$$

其中下标 $i=1, \dots, N$ 且 $j=1, \dots, N$ ,表示那些传感器幅度已测量的频率, $N$ 是已进行测量的频率总数。这些下标可以是任何频率,且并非必须是谐波标注。频率谱的确切属性取决于系统的硬件和驱动场发生器线圈的波形。频率 $f^{\text{th}}$ 用作“归一化”频率(例如在方程(13)中标注为1)。

方程(2)也可推导出任意一对频率,表示为如下形式:

$$A_{Uij} = \left| -\frac{\kappa_{ij} \text{Re}'_{Tj} \text{Im}'_{Ti} - \text{Re}'_{Ti} \text{Im}'_{Tj}}{F_{ij} \text{Im}_{Tj} - \kappa_{ij} \text{Im}_{Ti}} \right| \quad (30)$$

其中,对于所有的 $i$ 均有如下公式:

$$\begin{pmatrix} \text{Re}'_{Ti} \\ \text{Im}'_{Ti} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \phi_{Ui} & \sin \phi_{Ui} \\ -\sin \phi_{Ui} & \cos \phi_{Ui} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{Re}_{Ti} \\ \text{Im}_{Ti} \end{pmatrix} \quad (31)$$

尽管仅对频率对(pairs of frequencies)写出方程(30),但是也可将任意数目个相关数学公式用于补偿,这些数学公式根据实部值和虚部值得到。例如,对于连续频率函数,可将复数多项式用于特征无扰传感器信号。随后测量的期望的多项式系数的变化可用于指示导电物体的存在。然后,可对这些多项式系数进行调整以补偿受扰频率函数的任何失真。也可通过适当分布方程(30)和(31)的实部值和虚部值的误差来计算小幅度信号和测量偏差。

根据上述方程,可根据 $i^{\text{th}}$ 频率的实部值和虚部值校正 $j^{\text{th}}$ 频率的信号。从而各 $j^{\text{th}}$ 频率具有 $N-1$ 个校正值,从中可计算出加权平均幅度 $S_j$ (或实部和虚部)和标准偏差 $\Delta S_j$ (例如偏差)。

该补偿程序的下一步骤是计算 $\chi^2$ 的值,表示为如下形式:

$$\chi^2 = \sum_{j=1}^N \frac{(a\bar{s}_j - s_j)^2}{(\Delta s_j)^2} \quad (32)$$

其中“ $a$ ”是位置量测中使用的幅度， $\bar{s}_j$ 是从定义场发生器特征过程（在无扰环境中）中得到的、无扰频率函数的频率  $j$  的期望的和归一化的幅度。从最小化条件

$$\frac{d\chi^2}{da} = 0 \quad (33)$$

可按如下方式确定期望的幅度“ $a$ ”：

$$a = \frac{\sum_{j=1}^N \frac{(\bar{s}_j s_j)}{(\Delta s_j)^2}}{\sum_{j=1}^N \frac{(\bar{s}_j)^2}{(\Delta s_j)^2}} \quad (34)$$

$\chi^2$  的值也可用于检测导电物体是否存在。这可通过计算一组未被校正的频率幅度（或实信号部和虚信号部）的“ $a$ ”而实现。然后将得到的“ $a$ ”的值代入方程（32），从而计算  $\chi^2$  的值。

参考图 10，通过监测  $\chi^2$  的值可得到涡流检测的过程 100。可对  $\chi^2$  设置适当的阈值以显示出不同程度的失真。过程 100 包括两个阶段。在第一阶段（步骤 102 和 104）中，该补偿系统测量在无扰场中的磁跟踪系统的特征频率函数（步骤 102），并将该函数归一化（步骤 104）。例如，可通过将函数范围设置得一致而将函数归一化。在定义系统特征的时间段内可完成该阶段。当系统处于实时操作并且在系统附近有干扰时，开始过程 100 的第二阶段（步骤 108、110、112、114 和 116）。在这段时间中，系统进行频率扫描（步骤 108），并测量实时的且可能被干扰的频率函数（步骤 110）。然后，将实时频率函数与无扰的归一化的频率函数比较，并根据方程 (34) 计算幅度（“ $a$ ”）（步骤 112）。将计算出的幅度代入方程 (32)，并计算  $\chi^2$  的值（步骤 114）。 $\chi^2$  的值用于确定对系统的干扰程度（步骤 116）。通常，值较小的  $\chi^2$  表示较小的干扰，而值较大的  $\chi^2$  表示较大的干扰。

参考图 11，过程 200 描述了用于确定位置指示值的方法。该过程从涡流

检测开始（步骤 202），例如过程 100。如果检测到涡流，则在计算位置指示值（步骤 206）之前进行补偿（步骤 204），否则过程可直接进行到计算位置指示值的步骤（步骤 206）。

在检测方案中可包括多个场发生器线圈（例如 2、4、8、12、...）。多个线圈有利于提供增强的灵敏度和冗余备份。由于与一个或多个场发生器和/或传感器线圈耦合，使得存在的导电物体会产生信号干扰。

$\chi^2$  的值也可用于协助将系统“调谐”到特定频率范围，以便获得对不同类型的导电物体的灵敏度。例如，在中频范围内通常更容易检测到不锈钢物体，而在低频范围内更容易检测到铝制物体。其他因素例如物体的几何形状等也会影响到灵敏度的范围。一旦确定了一个特定导电物体的灵敏度范围，就可在更小的灵敏度范围（例如低频范围）中使用方程（34）以得到“ $a$ ”的值。如此过程的动机源于导电物体可以建模为低通 RL 电路（即滤波器）。

已对本发明的多个实施例进行了描述。然而，应当清楚，在不脱离本发明的精神和范围的情况下可进行各种修改。从而，其它实施例也落入所附的权利要求范围内。



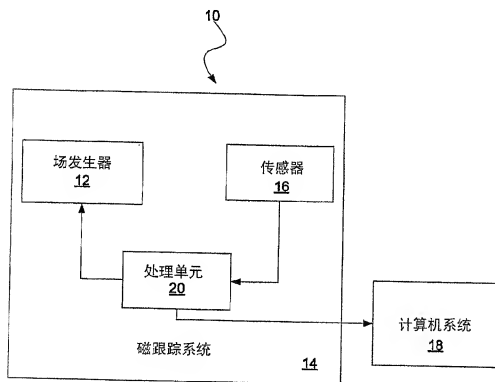


图 1

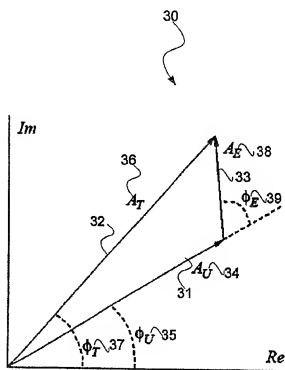


图 2

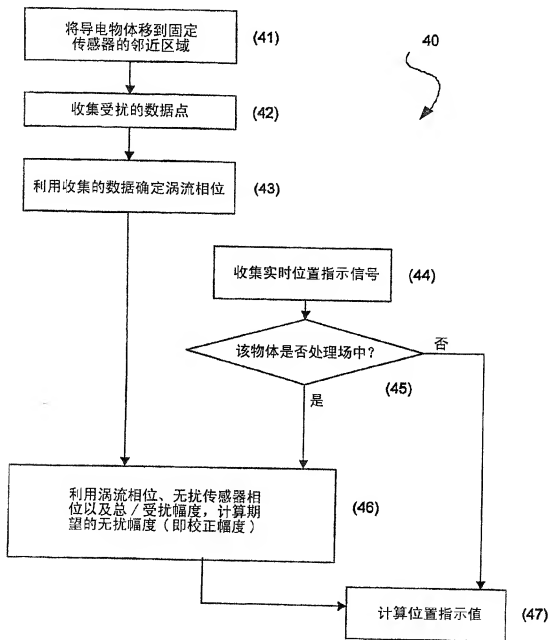


图 3

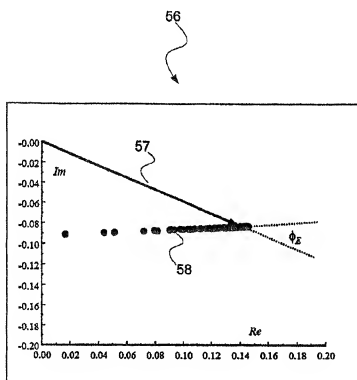


图 4

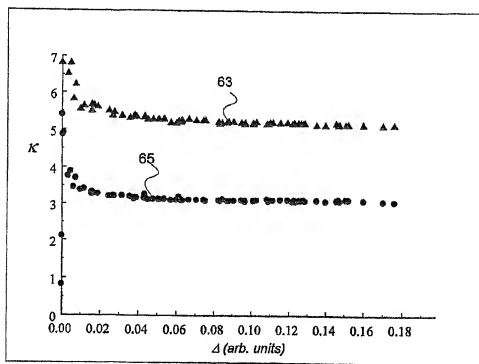


图 5

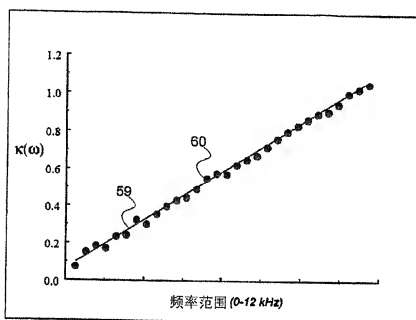


图 6

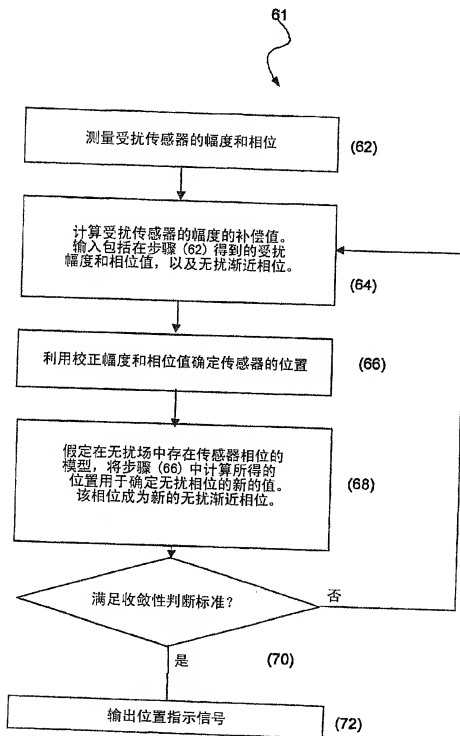


图 7

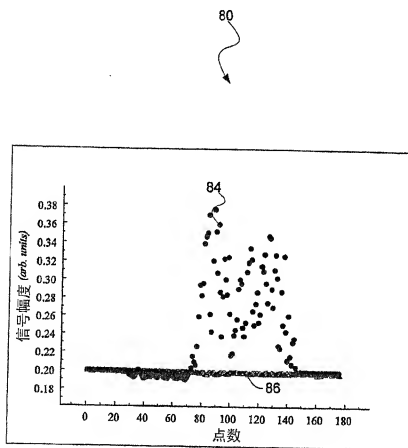


图 8



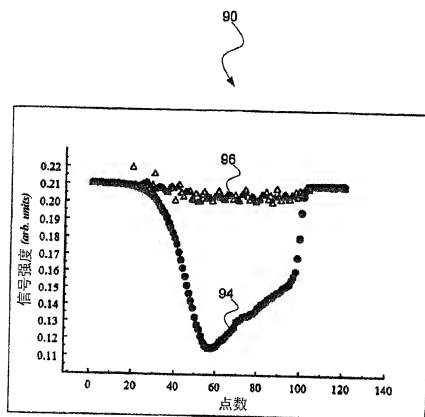


图 9

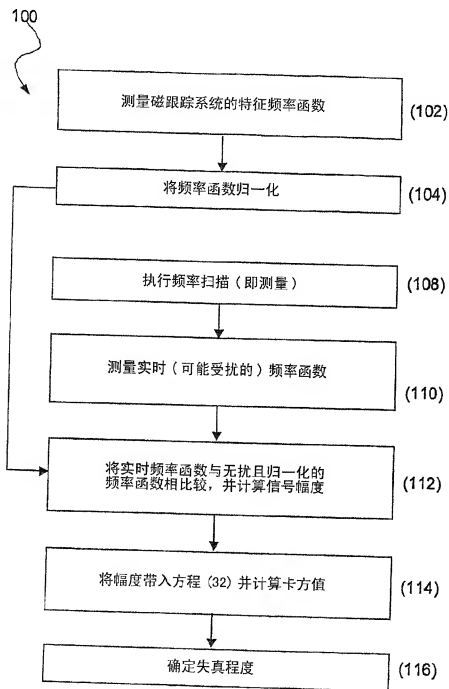


图 10

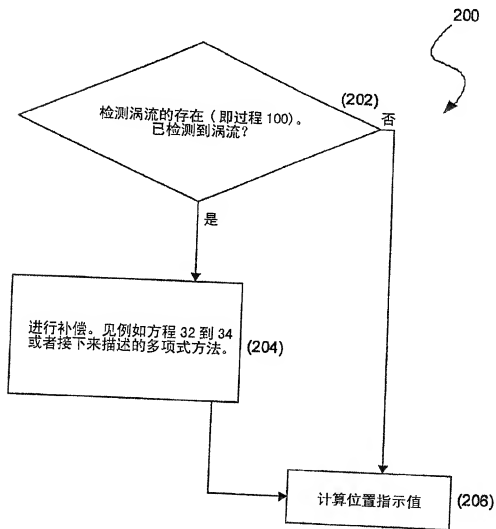


图 11